

تشخیص تعداد آنتن‌های فرستنده و نوع مدولاسیون در سیستم مخابراتی MIMO با کد فضا - زمان بلوکی

پائیز عزمی^{۱*}، جابر عباسیان فریدونی^۲

۱- دانشیار مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه تربیت مدرس

۲- دانشجوی دکتری مخابرات، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه تربیت مدرس

*تهران، صندوق پستی ۱۴۳-۱۴۱۱۵

*pazmi@modares.ac.ir

(دریافت مقاله: آبان ۱۳۸۶، پذیرش مقاله: آبان ۱۳۸۷)

چکیده- در این مقاله، ابتدا پیشنهاد می‌شود که برای تعیین تعداد آنتن‌های فرستنده در سیستم MIMO با کد فضا - زمان بلوکی متعامد، از روش‌های شناخته شده MDL و AIC - که در اصل برای تعیین تعداد منابع سیگنال گوسی طراحی شده‌اند - استفاده شود. در ادامه روشی برای تشخیص نوع مدولاسیون در این نوع سیستم MIMO پیشنهاد می‌شود که بر آزمون فرضیه مبتنی بوده و در آن برای حل مشکل پیچیدگی روشهای متداول، از تابع شباهت ساده‌تری برای تعیین فرضیه مناسب استفاده می‌شود. از سوی دیگر از آنجا که در تمامی روشهای تعیین نوع مدولاسیون، تخمینی از بهره کانال (در سیستم MIMO تخمینی از ماتریس کانال) مورد نیاز است؛ در این مقاله روشی جدید و کارا بر پایه الگوریتم تکراری SAGE برای تخمین ماتریس کانال پیشنهاد شده و در نهایت عملکرد و کارایی هر یک از بخش‌های پیشنهادی، به‌طور جداگانه و توأم، با شبیه‌سازی تجزیه و تحلیل می‌شود.

کلید واژگان: تعیین تعداد آنتن‌های فرستنده، تشخیص نوع مدولاسیون، سیستم‌های مخابراتی MIMO با کد فضا - زمان متعامد، تخمین ماتریس کانال، الگوریتم SAGE.

۱- مقدمه

در سالهای اخیر آن گروه از گیرنده‌های مخابراتی که در شرایط و موقعیت‌های جغرافیایی متفاوت بتوانند سیگنال‌هایی با مدولاسیونهای مختلف را دریافت کنند، مورد توجه قرار گرفته‌اند. در این نوع سیستم‌ها، گیرنده باید بتواند از روی سیگنال دریافتی نوع مدولاسیون به‌کار رفته برای ارسال اطلاعات را تشخیص دهد. از سوی

دیگر در کاربردهای نظامی، امنیتی و نظارتی مانند نظارت و مدیریت طیف فرکانسی، حل مسأله تعیین نوع مدولاسیون از اهمیت چشمگیری برخوردار است [۱-۵]. پیدایش سیستم‌های جدیدی مانند سیستم‌های چند ورودی- چند خروجی (MIMO) [۶] موجب چالش

پیچیدگی محاسباتی روش‌های MDL و AIC برای سیگنال‌های گوسی، موجب کاربرد فراوان آنها در این زمینه شده است [۱۰]. در [۱۱] روش MDL برای سیگنال‌های دیجیتال محاسبه شده است. این روش پیچیدگی محاسباتی بسیار زیادی داشته و به پارامترهای سیگنال مانند نوع مدولاسیون وابسته است. نشان داده شده که غیر گوسی بودن سیگنال تأثیر کمی بر کارایی روش‌های MDL و AIC دارد و می‌توان از معیارهای MDL و AIC - که برای سیگنال‌های گوسی محاسبه شده‌اند - برای سیگنال‌هایی با توزیع‌های دیگر نیز استفاده کرد [۸].

در سال‌های گذشته در زمینه تشخیص مدولاسیون تحقیقات فراوانی انجام شده که بیشتر دارای مقاصد نظامی بوده و برای سیستم‌های متداول تک ورودی - تک خروجی^۶ (SISO) انجام شده است. در این سیستم‌ها روش‌های مختلفی پیشنهاد شده که از میان آنها می‌توان به روش‌های ALRT^۷ [۱۲]، GLRT^۸ [۱۳] و HLRT^۹ [۲] اشاره کرد که این روش‌ها برای تشخیص مدولاسیون در سیستم‌های MIMO به علت پیچیدگی محاسباتی زیاد عملی نیستند. دلیل این پیچیدگی، ارسال و دریافت سیگنال از چند آنتن است که به افزایش پارامترهای دخیل در سیگنال دریافتی منجر می‌شود. در این مقاله برای حل این مسأله روشی جدید برای تشخیص نوع مدولاسیون در این نوع از سیستم‌ها پیشنهاد شده است. شایان ذکر است که در تشخیص نوع مدولاسیون به تخمین کانال مخابراتی نیاز است. در این مقاله روش تکراری جدید و مؤثری برای تخمین کور کانال بر مبنای الگوریتم SAGE پیشنهاد شده که این نیاز را برطرف می‌سازد.

در بخش دوم این مقاله مدل سیستم و مدل کانال بیان و

علمی جدیدی در این زمینه شده که عبارت است از آشکارسازی سیگنال ارسالی بدون اطلاع از پارامترهای فرستنده مانند تعداد آنتن‌ها و نوع مدولاسیون.

سیستم‌های وفقی یکی از کاربردهای این تحقیق است. در سیستم‌های وفقی، تخمین کور^۱ پارامترها موجب می‌شود که سیستم مخابراتی بدون صرف پهنای باند اضافی، خود را با فرستنده تطبیق دهد. سیستم‌های نظامی یکی دیگر از زمینه‌های کاربردی این تحقیق است.

در این نوع سیستم‌ها تشخیص تعداد آنتن‌ها و نوع مدولاسیون می‌تواند گام مهمی در راستای آشکارسازی سیگنال دریافتی باشد. شایان ذکر است که به علت جدید بودن این مبحث، نتایج با اهمیتی در زمینه تشخیص مدولاسیون در این سیستم‌ها گزارش نشده و در مقالات مختلف فقط بر این نیاز جدید و لزوم تحقیق در این زمینه تأکید شده است [۱].

اهمیت این موضوع ما را بر آن داشت که در این مقاله برای اولین بار روشی را برای تشخیص تعداد آنتن‌های فرستنده و تشخیص نوع مدولاسیون در سیستم‌های MIMO با کد فضا - زمان متعامد پیشنهاد کنیم که در آن تشخیص تعداد آنتن‌ها بر پایه روش‌های تشخیص درجه مدل^۲ انجام می‌شود. تشخیص درجه مدل کاربردهای فراوانی دارد که از میان آنها می‌توان به تشخیص تعداد منابع مستقل در سیگنال EEG^۳ [۷] و تشخیص تعداد سیگنال‌های مخابراتی فعال در یک فرکانس رادیویی [۸] اشاره کرد. روش‌های AIC^۴ [۹] و MDL^۵ [۱۰] دو روش بسیار متداول در زمینه تشخیص درجه مدل است. کم بودن

1. Blind Estimation
2. Model Order Selection
3. Electroencephalograms
4. Akaike Information Criterion
5. Minimum Descriptive Length

6. Single Input Single Output
7. Average Likelihood Ratio Test
8. Generalized Likelihood Ratio Test
9. Hybrid Likelihood Ratio Test

در ادامه در بخش ۳ چگونگی روش پیشنهادی برای تعیین تعداد آنتن‌ها در این سیستم‌ها بررسی شده است. روش پیشنهادی برای تشخیص نوع مدولاسیون، موضوع بخش ۴ است. در ادامه مقاله در بخش (۵) نحوه تخمین ماتریس کانال به‌طور جداگانه بیان شده است و در پایان نتیجه شبیه‌سازی هر یک از بخش‌های این سیستم به‌طور مجزا و همچنین نتیجه شبیه‌سازی کل سیستم به‌طور یکپارچه در بخش (۶) تشریح شده است. بخش نهایی یا بخش (۷) به مرور نتایج مقاله اختصاص یافته است.

در ادامه در بخش ۳ چگونگی روش پیشنهادی برای تعیین تعداد آنتن‌ها در این سیستم‌ها بررسی شده است. روش پیشنهادی برای تشخیص نوع مدولاسیون، موضوع بخش ۴ است. در ادامه مقاله در بخش (۵) نحوه تخمین ماتریس کانال به‌طور جداگانه بیان شده است و در پایان نتیجه شبیه‌سازی هر یک از بخش‌های این سیستم به‌طور مجزا و همچنین نتیجه شبیه‌سازی کل سیستم به‌طور یکپارچه در بخش (۶) تشریح شده است. بخش نهایی یا بخش (۷) به مرور نتایج مقاله اختصاص یافته است.

۲- مدل سیستم

در این بخش مدل سیگنال و سیستم مخابراتی مورد استفاده در این مقاله یعنی سیستم MIMO با کد فضا - زمان بلوکی متعامد بیان می‌شود.

سیستم فضا-زمان با N_t آنتن‌های فرستنده و N_r آنتن گیرنده را مطابق شکل در نظر می‌گیریم. همان‌طور که مشاهده می‌شود، این سیستم شامل دو بخش مبدل سریال به موازی و کد کننده فضا - زمان است. مبدل سریال به موازی، سمبل‌های مدوله شده را به صورت بلوک‌هایی K تایی در اختیار بخش کد کننده فضا - زمان قرار می‌دهد. بخش کد کننده بردار K عنصری سمبل‌های مدوله شده را به یک کد بلوکی متعامد تبدیل می‌کند. این کد مجموعه‌ای از P بردار ستونی N_t عنصری بوده و در هر دوره سمبل یکی از این بردارها به آنتن‌های فرستنده ارسال می‌شود.

در بخش زیر به‌طور خلاصه شرح نمادهای مورد استفاده در مدل‌سازی سیستم معرفی شده است:

$s_k[b]$: k امین سمبل در b امین بلوک از پیام (یادآوری می‌شود که هر بلوک شامل K سمبل بوده و هر سمبل یکی از نقاط منظومه مدولاسیون است).

$c_{n_r}[n]$: سمبل ارسالی توسط آنتن n_r ام در زمان n

$$r[n] = x[n] + v[n], \quad n = 1, 2, \dots, N; \quad N = PN_b \quad (1)$$

که در آن بردارهای $r[n]$ ، $x[n]$ و $v[n]$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

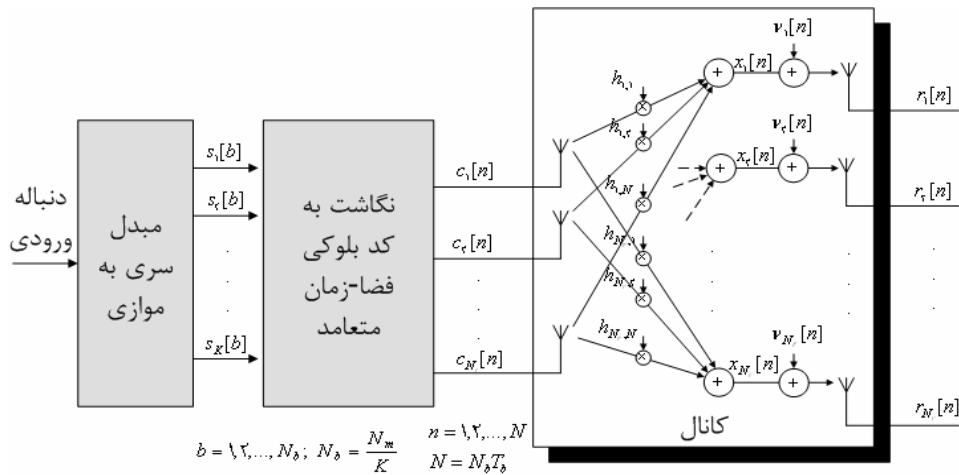
$$r[n] = [r_1[n] \ r_2[n] \ \dots \ r_{N_r}[n]]^T \quad (2)$$

$$x[n] = [x_1[n] \ x_2[n] \ \dots \ x_{N_t}[n]]^T \quad (3)$$

$$v[n] = [v_1[n] \ v_2[n] \ \dots \ v_{N_r}[n]]^T \quad (4)$$

۲-۱- مدل کانال

در این مقاله، کانال بین هر زوج آنتن‌های فرستنده و گیرنده در طی زمان مشاهده ثابت فرض شده است. همچنین کانال به صورت غیر انتخابگر فرکانسی یا به بیان دیگر با فیدینگ تخت مدل‌سازی شده است. این مدل زمانی معتبر است که پهنای باند سیگنال بسیار کمتر از پهنای باند باند هم‌دوسی کانال باشد [۱۴]. در این شرایط اثر فیدینگ کانال میان هر زوج آنتن فرستنده و گیرنده را می‌توان با ضرب یک عدد



شکل ۱ ساختار بلوکی سیستم MIMO با کد فضا-زمان بلوکی

$$x[n] = Hc[n] \quad (6)$$

که در آن H ماتریس $(N_r \times N_t)$ ضرایب کانال است.

$$H = \{h_{n_r, n_t}\}; n_r = 1, 2, \dots, N_r, n_t = 1, 2, \dots, N_t \quad (7)$$

و $c[n]$ شکل برداری سمبل‌های ارسال شده توسط آنتن‌ها در زمان n است.

$$c[n] = [c_1[n] \ c_r[n] \ \dots \ c_{N_t}[n]]^T \quad (8)$$

با توجه به روابط بالا رابطه (۱) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$r[n] = Hc[n] + v[n] \quad (9)$$

۲-۲- کدکننده فضا - زمان بلوکی

در حالت کلی کد فضا-زمان بلوکی به وسیله ماتریس ارسال C با ابعاد $N_t \times P$ تعریف می‌شود که N_t نشان‌دهنده تعداد آنتن‌های فرستنده و P تعداد بازه‌های

مختلط در سیگنال ارسالی مدل‌سازی کرد. به بیان دیگر سیستم مخابراتی MIMO یک ماتریس کانال دارد که عناصر آن ضرایب فیدینگ بین زوج آنتن‌ها است.

در روش ارائه شده در این مقاله محدودیتی بر روی تابع توزیع اندازه عناصر کانال فرض نشده؛ اما فاز این ضرایب به صورت متغیرهای تصادفی مستقل با توزیع یکنواخت در گستره $-\pi$ و $+\pi$ مدل‌سازی شده است.

نویز کانال در این مقاله به صورت سفید جمع شونده گوسی (AWGN) فرض شده و نویز دریافت شده توسط آنتن‌های مختلف از یکدیگر مستقل‌اند. به بیان دیگر نویز در راستاهای زمانی و مکانی سفید بوده و واریانس آن $\frac{N_0}{2}$ است:

$$E[v[n]v^*[n]] = \sigma_v^2 I_{(N_r \times N_r)} = \frac{N_0}{2} I_{(N_r \times N_r)} \quad (5)$$

با توجه به توضیحات ذکر شده، بردار $x[n]$ در رابطه (۱) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

1. Additive White Gaussian Noise

تعداد سنسورها) و تعداد آنتن‌های فرستنده (تعداد منابع) است. توابع معیار در روشهای MDL و AIC به ترتیب به صورت زیر تعریف شده است:

(۱۲)

$$C_{MDL}(k) = \frac{1}{\gamma} k (\gamma N_r - k) \ln N - \ln \left(\frac{\prod_{i=k+1}^{N_r} l_i^{(N_r-k)}}{\frac{1}{N_r - k} \sum_{i=k+1}^{N_r} l_i} \right)^{(N_r-k)N}$$

$$C_{AIC}(k) = k (\gamma N_r - k) - \ln \left(\frac{\prod_{i=k+1}^{N_r} l_i^{(N_r-k)}}{\frac{1}{N_r - k} \sum_{i=k+1}^{N_r} l_i} \right)^{(N_r-k)N} \quad (۱۳)$$

که N تعداد نمونه ها و $l_1 \geq l_2 \geq \dots \geq l_{N_r}$ مقادیر ویژه تخمینی ماتریس کواریانس نمونه‌ها است. روابط بالا تحت فرضهای خاصی به دست آمده است. در بخش زیر فرضهای [۱۰] ترجمه شده به زبان مسأله مورد بررسی در این مقاله بیان می‌شود.

(۱) تعداد آنتن‌های گیرنده بیشتر از تعداد آنتن‌های فرستنده است: $N_r > N_t$

(۲) نویز $v[n]$ فرایند گوسی، ارگادیک^۱ و مستقل از سیگنال است که میانگین آن صفر و ماتریس کواریانس آن $\sigma_v^2 \mathbf{I}_{N_r}$ است که σ_v^2 نامعلوم و \mathbf{I}_{N_r} ماتریس واحد $N_r \times N_r$ است.

(۳) ستون‌های ماتریس \mathbf{H} مستقل خطی هستند:

(۴) سیگنال‌های $c_1[0], \dots, c_{N_t}[0]$ فرایندهایی ارگادیک با

زمانی مورد استفاده برای ارسال یک بلوک از سمبل‌های گذشته است. کدکننده تعداد K سمبل مدوله شده را دریافت کرده و N_t رشته سیگنال موازی هر یک به طول P را تولید می‌کند. این رشته‌ها از طریق N_t آنتن فرستنده در P بازه زمانی ارسال می‌شوند.

در این مقاله فرض شده که از کد بلوکی متعامد برای ارسال سیگنال‌های آنتن‌های مختلف استفاده می‌شود. به ماتریس \mathbf{C} با ابعاد $N_t \times P$ ، کد بلوکی متعامد با نرخ کد $R = K/P$ گفته می‌شود اگر هر مؤلفه \mathbf{C} ترکیبی خطی از سمبل‌های s_1, s_2, \dots, s_K یا مزدوج آنها بوده و رابطه زیر برای آن برقرار باشد [۶]:

$$\mathbf{C}\mathbf{C}^* = (|s_1|^2 + |s_2|^2 + \dots + |s_K|^2) \mathbf{I}_{N_t} \quad (۱۰)$$

که در آن \mathbf{I}_{N_t} ماتریس واحد با ابعاد $N_t \times N_t$ بوده و \mathbf{C}^* تبدیل هرمیتی \mathbf{C} است.

۳- تشخیص تعداد آنتن فرستنده در سیستم MIMO

در این مقاله پیشنهاد می‌شود که برای تشخیص تعداد آنتن‌های فرستنده در سیستم MIMO با کد فضا - زمان بلوکی از روشهای تشخیص درجه مدل استفاده کنیم. این پیشنهاد بر پایه این استدلال ارائه شده که می‌توان مسأله تشخیص تعداد آنتن‌های فرستنده در سیستم MIMO را حالت خاصی از مسأله تشخیص درجه مدل در نظر گرفت. در روشهای AIC و MDL درجه مدل با کمینه سازی تابع معیار زیر به دست می‌آید:

$$\hat{N}_t = \arg \min_k C(k), k = 1, 2, \dots, N_r - 1 \quad (۱۱)$$

که در آن N_r و N_t به ترتیب تعداد آنتن‌های گیرنده

1. Ergodic

میانگین صفر بوده و ماتریس کواریانس آنها مثبت معین^۱ است.
 (۵) سیگنال‌های $c_1[0], \dots, c_N[0]$ فرایندهایی گوسی و مختلط هستند.

برای تضمین اینکه از نتایج روشهای تشخیص درجه مدل می‌توان در تشخیص تعداد آنتن‌های فرستنده استفاده کرد، باید برقراری فرضهای در نظر گرفته شده در این روشها برای سیگنال‌های MIMO بررسی شود. با توجه به فرضهای در نظر گرفته شده برای مدل سیگنال و مدل کانال مخابراتی، شروط اول تا سوم به روشنی برقرار است. همان‌طور که می‌دانیم در سیستم MIMO با کد بلوکی متعامد، ماتریس کواریانس سیگنال‌های دریافتی، قطری با عناصر روی قطر بزرگتر از صفر است؛ بنابراین ماتریس کواریانس، مثبت معین بوده و شرط چهارم نیز برای این‌گونه کدها برقرار است. اما در سیستم MIMO سیگنال‌ها دیجیتال بوده و توزیع آنها گوسی نیست؛ از این رو شرط آخر در کاربرد مورد نظر در این مقاله برقرار نیست. بنابراین استفاده از نتایج روشهای MDL و AIC - که برای سیگنال‌های گوسی محاسبه شده‌اند - به علت غیر گوسی بودن توزیع سیگنال‌ها بهینه نیست. در [۱۱] معیار MDL برای سیگنال‌های دیجیتال محاسبه شده است. این معیار پیچیدگی محاسباتی بسیار زیادی داشته و به پارامترهای سیگنال مانند نوع مدولاسیون وابسته است و کارایی آن برتری چشم‌گیری نسبت به روشهای قبلی ندارد. از سوی دیگر در [۸] نشان داده شده که از نتایج روشهای MDL و AIC - که برای سیگنال‌های گوسی محاسبه شده‌اند - برای سیگنال‌های دیجیتال استفاده شود، از کارایی به مقدار ناچیزی کاسته می‌شود.

با توجه به مباحث فوق، در این مقاله پیشنهاد می‌شود که

برای تشخیص تعداد آنتن‌های فرستنده در سیستم MIMO با کد فضا - زمان بلوکی متعامد، از روش MDL و AIC - که برای سیگنال‌های گوسی طراحی شده‌اند - استفاده شود. نتایج شبیه‌سازی‌های ارائه شده در بخش (۶-۱) نشان می‌دهد که روش پیشنهادی برای تشخیص تعداد آنتن‌های فرستنده در سیستم MIMO با کد فضا - زمان بلوکی متعامد، عملکرد مناسبی دارد. شایان ذکر است که از آنجا که برای تخمین تعداد آنتن‌ها از مقادیر ویژه ماتریس کواریانس استفاده می‌شود - که خود روشی آماری است - در صورتی که تعداد نمونه‌ها کم باشد، تخمین مقادیر ویژه با خطا همراه شده و در نتیجه خطای تشخیص تعداد آنتن‌ها افزایش می‌یابد.

۴- تشخیص نوع مدولاسیون

روشهای تشخیص نوع مدولاسیون را می‌توان به دو دسته کلی تقسیم کرد: روشهای مبتنی بر تابع شباهت^۲ (LB) و روشهای مبتنی بر ویژگی^۳ (FB). روشهای مبتنی بر ویژگی، معمولاً دو مرحله مجزا دارند: انتخاب ویژگیها و طبقه‌بندی. در این روشها کمیت‌هایی مانند دامنه، فاز و فرکانس لحظه‌ای؛ آمارگان با مرتبه‌های مختلف سیگنال؛ تعداد اکسترم‌ها در طیف فرکانسی سیگنال؛ تعداد پیک در تبدیل موجک سیگنال و ماندن آن آنتن ویژگی انتخاب شده و با استفاده از روشهای شناسایی الگو - مانند روشهای مبتنی بر شبکه‌های عصبی، بردارهای پشتیبان^۴ (SVM)، کمترین فاصله و مانند آن - طبقه‌بندی می‌شوند [۳ و ۴].

در روشهای مبتنی بر تابع شباهت، حل مسأله بر پایه آزمون فرضها انجام می‌شود. در این روش‌ها به هر مدولاسیون یک فرضیه نسبت داده شده و در صورت برقراری فرض H_i

۱. به ماتریسی مثبت معین گفته می‌شود که تمامی مقادیر ویژه آن بزرگتر از صفر باشد.

2. Likelihood-Base
 3. Feature-Base
 4. Support Vector Machine

که $\|x\|$ اندازه بردار x و $C^{(i)}[n]$ بردار سمبل‌های ارسال شده توسط آنتن‌ها در زمان n با فرض مدولاسیون i ام است. در این مقاله برای حل مشکل پیچیدگی تعیین توأم پارامترهای نامعین که ناشی از ارسال سیگنال به صورت بلوکی است، پیشنهاد می‌شود که به جای میانگین‌گیری از تابع شباهت بر روی تمامی مقادیر ممکن بردار s ، از تابع شباهت شرطی بر روی هر یک از K مؤلفه بردار s به طور مجزا میانگین‌گیری شود. به این صورت که برای میانگین‌گیری نسبت به مؤلفه j ام از بردار s ، به جای بقیه عناصر بردار s مقدار تخمینی آنها (\hat{s}) قرار گرفته و تابع شباهت به ازای تمامی سمبل‌های ممکن مؤلفه j ام محاسبه و در نهایت میانگین‌گیری شود.

برای بیان ریاضی عملیات بالا عملگر $F(\hat{s}, s, j)$ به صورت زیر تعریف می‌شود. اگر \hat{s} بردار K عنصری سمبل‌های مدولاسیون، s سمبل مدولاسیون و j عددی بین ۱ تا K باشد، حاصل عملگر $F(\hat{s}, s, j)$ همان بردار \hat{s} است با این تفاوت که عنصر j ام آن با s جایگزین شده. با این توضیح تابع شباهت شرطی رابطه (۱۵) را پس از میانگین‌گیری نسبت به سمبلها ($\{S_b^{(i)}\}_{b=1}^{N_b}$) به صورت زیر می‌توان نوشت:

$$\Lambda(r | N, N_t, H, H_i) = \prod_{b=1}^{N_b} \frac{1}{KM_i} \sum_{j=1}^K \sum_{m=1}^{M_i} \exp \left(- \frac{\sum_{t=1}^P \left\| r[(b-1)P+t] - HC(F(\hat{s}_b^{(i)}, S_m^{(i)}, j), t) \right\|^2}{N} \right) \quad (16)$$

که $S_m^{(i)}$ سمبل m ام از منظومه مدولاسیون i ام بوده که

۱. برای مدولاسیون ۶۴-QAM و K برابر ۸، تعداد مقادیر ممکن بردار s برابر $2.8 \times 10^{14} \approx 64^8$ است!

مدولاسیون i ام ($i = 1, 2, \dots, N_{\text{mod}}$) به سیگنال دریافتی نسبت داده می‌شود (که N_{mod} تعداد مدولاسیونهای ممکن است). در این روش با مقایسه مقادیر تابع شباهت به ازای تمامی فرض‌های ممکن تمامی مدولاسیون‌های ممکن، فرض متناظر با بیشترین مقدار تابع شباهت به عنوان فرض درست پذیرفته می‌شود. در این روشها برای محاسبه مقدار تابع شباهت، مقادیر نامعلومی وجود دارند که با توجه به مدلی که برای کمیت‌های نامعلوم انتخاب می‌شود، سه راه‌حل برای محاسبه مقدار تابع شباهت پیشنهاد شده است: روش میانگین‌گیری روی مقادیر نامعلوم با دانستن نحوه توزیع آنها (ALRT) [۱۲]، روش تعمیم‌یافته نسبت احتمال (GLRT) [۱۳] و روش ترکیبی (HLRT) [۲].

در سیستم MIMO استفاده از روشهای متداول ناممکن است، زیرا در این سیستم تعداد مقادیر ممکن بردار سمبل‌های مدولاسیون بسیار زیاد بوده و محاسبه تابع شباهت شرطی به ازای تمامی این مقادیر ممکن نیست. در ادامه، روشی برای حل این مشکل ارائه می‌شود که پیچیدگی بسیار کمتری داشته و تشخیص نوع مدولاسیون در این سیستم‌ها را با فرض معلوم بودن ماتریس کانال امکان‌پذیر می‌سازد.

برای تعیین نوع مدولاسیون مجموعه پارامترهای نامعلوم را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$w_i = \{N, N_t, H, \{S_b^{(i)}\}_{b=1}^{N_b}\}, i = 1, 2, \dots, N_{\text{mod}} \quad (14)$$

که N_{mod} تعداد مدولاسیون‌های ممکن است. با توجه به فرض مسأله (نویز دریافت شده از آنتن‌های مختلف مستقل اند) تابع شباهت شرطی را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\Lambda(r | w_i, H_i) = \prod_{n=1}^N \exp \left\{ - \frac{\|r[n] - Hc^{(i)}[n]\|^2}{N} \right\} \quad (15)$$

جدول ۱ پیچیدگی محاسباتی تشخیص مدولاسیون با استفاده از روابط [۱۶] و [۱۷].

معادلات	تعداد ضرب حقیقی	تعداد جمع حقیقی
(۱۶)	$2N_b M_i P K (\gamma K N_i + \gamma N_r N_i + N_r) + N_b M_i K + \gamma N_b$	$2N_b M_i P K (\gamma K N_i + \gamma N_r N_i + N_r) + N_b (M_i - 1) K + N_b (K - 1)$
(۱۷)	$2N_b M_i P (\gamma K N_i + \gamma N_r N_i + N_r) + N_b M_i + \gamma N_b$	$2N_b M_i P (\gamma K N_i + \gamma N_r N_i + N_r) + N_b (M_i - 1)$

۵- تخمین کانال

برای به‌دست آوردن اطلاعات حالت کانال (CSI) روشهای مختلفی پیشنهاد شده است. یکی از این روشها ارسال داده آموزشی^۲ و تخمین ماتریس کانال با استفاده از سیگنال دریافتی است [۱۵]. مشکل اصلی در این روش استفاده غیربهبوده از پهنای باند است. روش دیگر، استفاده از داده‌های اصلی برای تخمین ماتریس کانال است. این روش با عنوان تخمین کور شناخته می‌شود. در سیستم مورد بررسی در این مقاله فرض می‌شود که داده آموزشی از طرف فرستنده ارسال نمی‌شود، لذا لازم است تخمین کانال به‌صورت کور انجام شود. در [۱۶] روشی برای تخمین کانال در سیستم MIMO با کد بلوکی متعامد پیشنهاد شده است. این روش برای بعضی کدهای بلوکی از جمله کد مشهور الموتی [۱۷] با شکست رو به رو می‌شود. از این‌رو در این مقاله برای تخمین ماتریس کانال در صورت استفاده از این نوع کدها، روش تکراری جدیدی مبتنی بر روش SAGE^۳ پیشنهاد می‌شود.

در ادامه و پیش از وارد شدن به مبحث تخمین کانال، مدل سیگنال و روابط مورد نیاز برای تخمین کانال به نقل از [۱۸] بیان می‌شوند.

این مدولاسیون از نوع M_i -ary و بردار N_i مؤلفه‌ای $C(s, t)$ سمبل‌های بازه زمانی t ام از کد بلوکی حاصل از کد گذاری سمبل‌های ورودی (s) است. گام دیگر برای کاهش پیچیدگی، میانگین‌گیری بر روی فقط یکی از مؤلفه‌های s به جای میانگین‌گیری بر روی تمامی مؤلفه‌های آن است:

$$\Lambda(r | N_r, N_i, H, H_i) = \prod_{b=1}^{N_b} \frac{1}{M_i} \sum_{m=1}^{M_i} \dots \quad (17)$$

$$\exp \left\{ - \frac{\sum_{t=1}^P \left\| r[(b-1)P+t] - HC(F(\hat{s}_b^{(i)}, S_m^{(i)}, \gamma), t) \right\|^2}{N_r} \right\}$$

با بررسی نتایج ارائه شده در بخش (۶) ملاحظه می‌شود که این ساده‌سازی تأثیر ناچیزی بر کارایی دارد، در عوض به مقدار قابل ملاحظه‌ای موجب کاهش پیچیدگی محاسبات می‌شود. جدول ۱ پیچیدگی محاسباتی معادلات [۱۶] و [۱۷] را مقایسه می‌کند.

همان‌طور که مشاهده می‌شود در روابط [۱۶] و [۱۷] مقدار N_r ، N_i و H معلوم فرض شده است. آنجا که این پارامترها درگیرنده نامعلوم است، باید از مقادیر تخمینی آنها استفاده شود. در این مقاله N_r با استفاده از نتایج بخش قبل به‌دست آمده و از آنجا که $N_r - N_i$ مقدار ویژه کوچکتر ماتریس کواریانس سیگنال‌های دریافتی برابر با واریانس نویز است [۱۰]، برای تخمین N_r از مقدار میانگین این مقادیر ویژه استفاده می‌شود. برای تخمین ماتریس کانال از روش جدیدی که در بخش بعدی پیشنهاد شده استفاده می‌شود.

1. Channel State Information
2. Training Sequence
3. Space Alternating Generalized EM

$$A(H) = [HP_1 \dots HP_K \quad HQ_1 \dots HQ_K] \quad (22)$$

می‌توان نشان داد که به ازای هر مقدار دلخواهی از H ، ستون‌های ماتریس $A(H)$ برای کدهای بلوکی متعامد، نرم یکسانی داشته و بر یکدیگر عمودند [۱۸]:

$$A^T(H)A(H) = \|H\|^2 I_{PK} \quad (23)$$

نحوه آشکارسازی سمبل‌ها برای کدهای بلوکی متعامد به صورت زیر است [۱۸]:

$$\hat{s} = \frac{A^T(H)R}{\|H\|^2} \quad (24)$$

که $\|H\|^2$ مجموع مربعات عناصر ماتریس H است. یکی دیگر از ویژگی‌های $A(H)$ خطی بودن آن نسبت به H است. شکل برداری $A(H)$ را می‌توان از ضرب ماتریس Φ در بردار H به دست آورد [۱۶]:

$$vec\{A(H)\} = \Phi H \quad (25)$$

ماتریس Φ دارای ابعاد $KN_r P \times 2N_r N_t$ بوده و ستون‌های آن به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$[\Phi]_l = vec\{A(E_l)\} \quad (26)$$

که E_l ماتریسی با ابعاد $N_r \times N_t$ بوده و عنصر l ام E_l برابر ۱ و سایر مؤلفه‌های آن برابر صفر است.

۲-۵- روش پیشنهادی برای تخمین ماتریس کانال

در [۱۶] نشان داده شده که H را می‌توان از ترکیب خطی بردارهای ویژه متناظر با L مقدار ویژه بزرگتر ماتریس $\Phi^T (I_{PK} \otimes \Sigma_R) \Phi$ به دست آورد که L

۵-۱- مدل سیگنال برای تخمین کانال

اگر ماتریس $C(s)$ با ابعاد $N_r \times P$ ، کد بلوکی حاصل از کدگذاری بردار s باشد، از رابطه زیر می‌توان برای محاسبه ماتریس $C(s)$ استفاده کرد [۱۸]:

$$C(s) = \sum_{k=1}^K (P_k \operatorname{Re}\{s_k\} + Q_k \operatorname{Im}\{s_k\}) \quad (18)$$

که ماتریس‌های P_k و Q_k ($k = 1, 2, \dots, K$) با ابعاد $N_r \times P$ ماتریس‌های تعریف کننده کد بلوکی است. اگر ماتریس R با ابعاد $N_r \times P$ سیگنال‌های دریافت شده متناظر با کد ارسالی $C(s)$ باشد، رابطه زیر را می‌توان برای سیگنال دریافتی نوشت:

$$R = HC(s) + V \quad (19)$$

ماتریس V با ابعاد $N_r \times P$ توصیف کننده نویز دریافتی توسط آنتن‌ها است. شکل دیگر رابطه بالا را می‌توان به صورت زیر نوشت [۱۸]:

$$R = A(H) \underline{s} + \underline{V} \quad (20)$$

که عملگر "زیرخط" برای ماتریس X به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\underline{X} = \begin{bmatrix} vec\{\operatorname{Re}(X^T)\} \\ vec\{\operatorname{Im}(X^T)\} \end{bmatrix} \quad (21)$$

عملگر $\{.\}$ از زیر هم قرار دادن ستون‌های ماتریس، برداری ستونی می‌سازد. لازم است ذکر شود که مطابق تعریف فوق، حاصل عملگر "زیرخط" بر روی ماتریس، برداری ستونی با عناصر حقیقی است. در رابطه (۲۰) $A(H)$ ماتریسی با ابعاد $2N_r P \times 2K$ بوده و با استفاده از رابطه زیر به دست می‌آید [۱۸]:

است. با استفاده از رابطه بالا در صورت مشخص بودن واریانس نویز و کواریانس سمبل‌های داده، $\|\mathbf{h}\|$ و در نتیجه بردار \mathbf{h} به دست می‌آید:

$$\mathbf{h} = \|\mathbf{h}\| \tilde{\mathbf{h}} \quad (29)$$

در تمامی محاسبات بالا، Σ_R معلوم فرض شده اما در گیرنده مقدار آن نامعلوم است و از مقدار تخمینی آن استفاده می‌شود:

$$\hat{\Sigma}_R = \frac{1}{N_b} \sum_{b=1}^{N_b} \mathbf{R}[b] \mathbf{R}^T [b] \quad (30)$$

که N_b تعداد کل بلوک سمبل‌های داده بوده و $\mathbf{R}[b]$ بلوک \mathbf{b} ام از سیگنال‌های دریافتی است.

۵-۲-۲- تخمین ماتریس کانال در حالت $L \neq 1$

در ابتدا قبل از بیان روش پیشنهادی سعی می‌شود علت عدم تخمین‌پذیری ماتریس کانال در حالت $L \neq 1$ برای کدهای استفاده شده در این مقاله بیان شود تا درک بهتری نسبت به لزوم و اهمیت روش پیشنهادی در این مقاله به دست آید.

اگر رابطه (۱۹) را بتوان به صورت زیر نوشت:

$$\mathbf{R} = \mathbf{H} \mathbf{U}^{-1} \mathbf{U} \mathbf{C}(\mathbf{s}) + \mathbf{V} \quad (31)$$

که ماتریس معکوس‌پذیر \mathbf{U} با ابعاد $N_t \times N_t$ به گونه‌ای باشد که ماتریس $\mathbf{U} \mathbf{C}(\mathbf{s})$ ساختار کدگذاری را حفظ کند (ماتریس $\mathbf{U} \mathbf{C}(\mathbf{s})$ خود یک کد بلوکی متعامد برای بردار \mathbf{s}' باشد)، یعنی:

$$\mathbf{U} \mathbf{C}(\mathbf{s}) = \mathbf{C}(\mathbf{s}') \quad (32)$$

فراوانی (تعدد) بزرگترین مقدار ویژه ماتریس مذکور، Σ_R ماتریس کواریانس \mathbf{R} ($\Sigma_R = E\{\mathbf{R} \mathbf{R}^T\}$) و \otimes ضرب کرونگر است. به بیان دیگر اگر ماتریس $\Phi^T (\mathbf{I}_{\nu K} \otimes \Sigma_R) \Phi$ دارای L عدد بزرگترین مقدار ویژه برابر با یکدیگر باشد، مقدار \mathbf{H} را که در ادامه برای سادگی بیشتر با \mathbf{h} نشان می‌دهیم، می‌توان از رابطه زیر محاسبه کرد [۱۶]:

$$\mathbf{h} = \sum_{l=1}^L \beta_{l,} \Gamma_l \quad (27)$$

که $\beta_{l,}$ ها ($l = 1, \dots, L$) اعدادی حقیقی بوده و Γ_l ها ($l = 1, \dots, L$) بردارهای ویژه متناظر با L مقدار ویژه بزرگتر ماتریس $\Phi^T (\mathbf{I}_{\nu K} \otimes \Sigma_R) \Phi$ است. اگر L برابر ۱ باشد، \mathbf{h} فقط با ابهامی در مقدار یک ضریب حقیقی به دست می‌آید. بنابراین دانستن L برای تخمین \mathbf{h} مهم و تعیین‌کننده است. نحوه کدگذاری، مقدار ماتریس کانال و ماتریس کواریانس سیگنال ارسالی عوامل تعیین‌کننده ماتریس $\Phi^T (\mathbf{I}_{\nu K} \otimes \Sigma_R) \Phi$ و مقدار L است.

۵-۲-۱- تخمین ماتریس کانال در حالت $L = 1$

با توجه به توضیحات بالا در حالت $L = 1$ ، مقدار \mathbf{h} فقط با ابهامی در یک ضریب به دست می‌آید. در [۱۶] نشان داده شده که اگر $\tilde{\mathbf{h}}$ ترکیب خطی دلخواهی از بردارهای ویژه متناظر با L مقدار ویژه بزرگتر ماتریس $\Phi^T (\mathbf{I}_{\nu K} \otimes \Sigma_R) \Phi$ باشد، آنگاه رابطه زیر برای $\tilde{\mathbf{h}}$ برقرار است:

$$\frac{\text{tr}\{\mathbf{A}^T(\tilde{\mathbf{h}}) \Sigma_R \mathbf{A}(\tilde{\mathbf{h}})\}}{\|\tilde{\mathbf{h}}\|^2} = \|\mathbf{h}\|^2 \text{tr}\{\Sigma_s\} + K \sigma_v^2 \quad (28)$$

که $\Sigma_s = E\{\mathbf{s} \mathbf{s}^T\}$ ماتریس کواریانس سمبل‌های داده

$$U = \begin{bmatrix} u_1 & -u_2 & -u_3 & -u_4 \\ u_2 & u_1 & u_4 & -u_3 \\ u_3 & -u_4 & u_1 & u_2 \\ u_4 & u_3 & -u_2 & u_1 \end{bmatrix} \quad (36)$$

که u_i ها اعدادی حقیقی است. همان‌طور که مشاهده می‌شود برای این ماتریس، مقدار L (تعداد درجه آزادی) برابر ۴ است.

شایان ذکر است که سمبل‌های بردار s' فقط در شرایط خاصی عضو مجموعه منظومه سمبل‌های اصلی هستند. به بیان دیگر برای آنکه مؤلفه‌های بردار s' یک سمبل از منظومه مدولاسیون باشند، ماتریس U می‌تواند فقط چند مقدار خاص داشته باشد و فقط تعداد معدودی مجموعه $\{HU^{-1}, s'\}$ می‌توان یافت به طوری که مؤلفه‌های s' خود یک سمبل از مجموعه مدولاسیون باشند. از آنجا که به ازای هر یک از این مجموعه‌ها منظومه مدولاسیون تغییر نمی‌کند، یافتن هر یک از این پاسخ‌ها برای تخمین نوع مدولاسیون کافی است. به بیان دیگر اگر مجموعه پارامترها را به صورت $w = \{h, \{s[b]\}_{b=1}^{N_b}\}$ در نظر بگیریم، پاسخ مسأله فوق را می‌توان با رابطه زیر بیان کرد:

$$\hat{w} = \arg \max_w \Lambda(\underline{R} | w) \quad (37)$$

که $\Lambda(\underline{R} | w)$ تابع شباهت است. همان‌طور که پیش‌تر ذکر شد در حالتی که L بیشتر از یک باشد، مقدار تخمینی h را می‌توان از ترکیب خطی L بردار Γ_l می‌توان مجموعه پارامترها را به صورت $w = \{\beta_{l, \cdot}\}_{l=1}^L, \{s[b]\}_{b=1}^{N_b}\}$ تغییر داد به طوری که $\beta_{l, \cdot}$ ها $(l = 1, \dots, L)$ ضرایب مذکور باشند.

با استفاده از رابطه (۲۷) و با توجه به خطی بودن

آنگاه ماتریس کانال به صورت کور تخمین پذیر نیست زیرا به ازای مجموعه‌های $\{HU^{-1}, s'\}$ و $\{H, s\}$ سیگنال‌های دریافتی با یکدیگر برابر خواهند بود. برای کدهای استفاده شده در این مقاله به ازای تعداد آنتن‌های فرستنده برابر ۲ و ۴، ماتریس U با خاصیت مذکور وجود دارد یعنی رابطه (۳۲) برقرار است.

در ارائه نتایج این مقاله از کد مشهور الموتی در حالت ۲ آنتن فرستنده استفاده می‌شود:

$$C(s) = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (33)$$

برای این کد ماتریس U به صورت زیر است:

$$U = \begin{bmatrix} v_1 & -v_2^* \\ v_2 & v_1^* \end{bmatrix} \quad (34)$$

که v_1 و v_2 اعدادی مختلط است. تعداد درجه آزادی ماتریس U برابر ۴ است (هر مؤلفه مختلط متشکل از ۲ عدد حقیقی است) که برابر است با L . در حالت ۴ آنتن از کد پیشنهاد شده در [۶] در این مقاله استفاده می‌شود:

$$C(s) = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \quad (35)$$

$$\begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & s_1^* & -s_2^* & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 & s_2^* & s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 & s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \\ s_4 & s_3 & -s_2 & s_1 & s_4^* & s_3^* & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

برای این کد ماتریس U به صورت زیر است:

روش‌ها است. روش SAGE دو مرحله دارد: امیدگیری و بیشینه‌سازی.

اگر R بردار مشاهدات یا همان سیگنال دریافتی و w بردار پارامترهای نامعلوم باشد، روش SAGE با گام‌های تکرار به مقدار $\hat{w} = \arg \max_w \Lambda(R | w)$ نزدیک می‌شود که در آن $\Lambda(R | w)$ تابع شباهت است. این روش بر پایه اطلاعات کامل X استوار است به این معنا که سیگنال دریافتی، تابعی از این اطلاعات بوده و اگر این اطلاعات قابل مشاهده باشد، تخمین پارامترها آسان است. در روش SAGE مجموعه پارامترها به زیرمجموعه‌هایی تقسیم شده و در هر تکرار یکی از این زیرمجموعه‌ها به‌روز می‌شود و برای تخمین هر زیرمجموعه، سایر زیرمجموعه‌ها ثابت فرض می‌شود. در مرحله امیدگیری، لگاریتم تابع شباهت محاسبه شده و در مرحله بیشینه‌سازی مقدار پارامتر بیشینه‌کننده تابع امید محاسبه می‌شود. اگر w_l زیرمجموعه‌ای از پارامترها بوده و $w_{\bar{l}}$ مجموعه مکمل آن باشد، گام‌های امیدگیری و بیشینه‌سازی برای پارامترهای w_l در تکرار k ام به‌صورت زیر است [۲۰]:

E - Step :

$$Q_l(w_l | \hat{w}^{[k-1]}) = E \left\{ \log \Lambda(X_l | w_l, \hat{w}_{\bar{l}}^{[k-1]}) | R, \hat{w}^{[k-1]} \right\} \quad (40)$$

M - Step : (41)

$$\hat{w}_l^{[k]} = \arg \max_{w_l} Q_l(w_l | \hat{w}^{[k-1]})$$

به‌منظور یافتن پاسخ رابطه (۳۷)، مدل زیر را برای سیگنال دریافتی در نظر می‌گیریم. این مدل ارتباط میان اطلاعات قابل مشاهده و اطلاعات پنهان را نشان می‌دهد:

$A(h)$ نسبت به h (رابطه (۲۲) را ببینید) سیگنال دریافتی را می‌توان به‌صورت زیر نوشت (رابطه (۲۰) را ببینید):

$$\mathbf{R}[b] = \left(\sum_{l=1}^L \beta_{l,} \mathbf{A}(\Gamma_l) \right) \mathbf{s}[b] + \mathbf{V}[b], \quad (38)$$

$$b = 1, 2, \dots, N_b$$

با توجه به رابطه بالا تابع شباهت را می‌توان به‌صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\Lambda(\mathbf{R} | w) = \prod_{b=1}^{N_b} \exp \left\{ - \frac{\left\| \mathbf{R}[b] - \left(\sum_{l=1}^L \beta_{l,} \mathbf{A}(\Gamma_l) \right) \mathbf{s}[b] \right\|^2}{\sigma_v^2} \right\} \quad (39)$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود محاسبه مستقیم مجموعه پارامترهایی که مقدار عبارت بالا را بیشینه کند (w)، کار پیچیده‌ای است. در ادامه برای حل این مسأله، الگوریتم تکراری مبتنی بر روش SAGE پیشنهاد می‌شود. استفاده از روشهای تکراری در تخمین کانال، مرسوم و متداول است اما در این روشها در تخمین ماتریس کانال از داده آموزشی استفاده می‌شود [۱۹]. در روش پیشنهادی در این مقاله از داده آموزشی استفاده نشده بلکه از ویژگی کدهای بلوکی برای تخمین کانال استفاده می‌شود.

۵-۲-۳- مرور الگوریتم SAGE

در صورتی که تعداد پارامترهای نامعلوم زیاد باشد، تخمین ML پارامترها به روش مستقیم بسیار وقتگیر و در مواردی ناممکن است. برای حل این مشکل از روشهای تکرار استفاده می‌شود که الگوریتم SAGE یکی از این

۵-۲-۴- تعیین E-Step و M-Step برای محاسبه

ضرایب $\beta_{l,\cdot}$

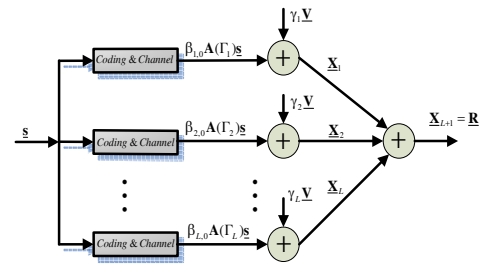
با توجه به اطلاعات کامل تعریف شده در رابطه (۴۳) لگاریتم تابع شباهت، پس از حذف مقادیر ثابت برای زیرمجموعه‌های ۱ تا L به صورت زیر است:

$$\log \Lambda(\underline{X}_l | w_l, \{\hat{w}_i^{[k-1]}\}_{i=1, i \neq l}^{L+1}) = - \sum_{b=1}^{N_b} \left\| \underline{X}_l[b] - \beta_{l,\cdot} A(\Gamma_l) \hat{s}^{[k-1]}[b] \right\|^2 = - \sum_{b=1}^{N_b} \sum_{j=1}^{\nu N_i P} \left(x_{l,j}[b] - \beta_{l,\cdot} \sum_{i=1}^{\nu K} A_{j,i}(\Gamma_l) \hat{s}_i^{[k-1]}[b] \right)^2 \quad (45)$$

که در آن $x_{l,j}[b]$ عنصر j ام بردار $\underline{X}_l[b]$ و $A(\Gamma_l)$ مؤلفه سطر j ام ستون i ام ماتریس $A_{j,i}(\Gamma_l)$ است. $\hat{s}_i^{[k-1]}[b]$ عنصر i ام از بردار $\hat{s}^{[k-1]}[b]$ و $\hat{s}^{[k-1]}[b]$ سمبل‌های تخمینی بلوک b ام در تکرار قبلی است. برای محاسبه E-Step باید از لگاریتم تابع شباهت نسبت به \underline{X}_l امید ریاضی بگیریم با این فرض که در امیدگیری، مقدار پارامترها برابر با مقدار تخمینی آنها در تکرار قبلی باشد:

$$Q_l(w_l | \hat{w}^{[k-1]}) = E \left\{ \log \Lambda(\underline{X}_l | w_l, \{\hat{w}_i^{[k-1]}\}_{i=1, i \neq l}^{L+1}) \mid \underline{R}, \hat{w}^{[k-1]} \right\} \quad (46)$$

لازم است ذکر شود که با توجه به رابطه میان اطلاعات کامل و اطلاعات قابل مشاهده در این مسأله، اگر پارامترها و اطلاعات قابل مشاهده مشخص باشند، \underline{X}_l نیز معین است. به بیان دیگر تابع توزیع \underline{X}_l به شرط معلوم بودن پارامترها و اطلاعات قابل مشاهده تابع دلتا است. با این توضیح، امید ریاضی به صورت زیر به دست می‌آید:



شکل ۲ ارتباط میان اطلاعات کامل و سیگنال دریافتی در مسأله تخمین کانال

مقادیر γ_l ها برابر $1/L$ است. با توجه به مدل بالا، مجموعه پارامترهای نامعلوم را به $L+1$ زیرمجموعه تقسیم کرده و در هر تکرار یکی از زیرمجموعه‌ها را به روز می‌کنیم. برای محاسبه ضرایب $\beta_{l,\cdot}$ زیرمجموعه‌های w_l ($l = 1, 2, \dots, L$) را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$w_l = \{\beta_{l,\cdot}\}, l = 1, 2, \dots, L \quad (47)$$

مطابق

شکل ۲ برای هر زیرمجموعه w_l ، سیگنال X_l را اطلاعات کامل در نظر می‌گیریم:

$$\underline{X}_l[b] = \beta_{l,\cdot} A(\Gamma_l) s[b] + \gamma_l \underline{V}[b], l = 1, 2, \dots, L \quad (48)$$

و برای تخمین سمبل‌های داده (s) زیرمجموعه پارامترهای w_{L+1} را به صورت $w_{L+1} = \{s[b]\}_{b=1}^{N_b}$ تعریف می‌کنیم و سیگنال دریافتی \underline{R} را آنتن اطلاعات کامل این زیرمجموعه در نظر می‌گیریم:

$$(44)$$

$$\underline{X}_{L+1}[b] = \underline{R}[b] = \sum_{i=1}^L \beta_{i,\cdot} A(\Gamma_i) s[b] + \underline{V}[b], b = 1, 2, \dots, N_b$$

$$\log \Lambda \left(\underline{\mathbf{X}}_{L+1} = \underline{\mathbf{R}} \mid \mathbf{w}_{L+1}, \left\{ \hat{\mathbf{w}}_i^{[k-1]} \right\}_{i=1}^L \right) = - \sum_{b=1}^{N_b} \left\| \underline{\mathbf{R}}[b] - \sum_{l=1}^L \hat{\beta}_{l,\cdot}^{[k-1]} \mathbf{A}(\Gamma_l) \underline{\mathbf{s}}[b] \right\|^2 \quad (50)$$

مانند حالت قبل به دلیل مشخص بودن $\underline{\mathbf{R}}$ ، امید ریاضی عبارت بالا با خود عبارت برابر می‌شود:

$$(51)$$

$$E - Step : Q_{L+1}(\mathbf{w}_{L+1} \mid \hat{\mathbf{w}}^{[k-1]}) = E \left\{ \log \Lambda \left(\underline{\mathbf{X}}_{L+1} \mid \mathbf{w}_{L+1}, \left\{ \hat{\mathbf{w}}_i^{[k-1]} \right\}_{i=1}^L \right) \mid \underline{\mathbf{R}}, \hat{\mathbf{w}}^{[k-1]} \right\} = - \sum_{b=1}^{N_b} \left\| \underline{\mathbf{R}}[b] - \sum_{l=1}^L \hat{\beta}_{l,\cdot}^{[k-1]} \mathbf{A}(\Gamma_l) \underline{\mathbf{s}}[b] \right\|^2$$

به دست آوردن مقداری از \mathbf{w}_{L+1} که عبارت بالا را بیشینه کند، معادل است با آشکارسازی سمبل‌های سیستم MIMO با کدهای بلوکی متعامد؛ بنابراین برای گام بیشینه‌سازی از روال آشکارسازی استفاده می‌شود. با استفاده از روابط (24) و (27) تخمین سمبل‌ها به صورت زیر به دست می‌آید:

$$(52)$$

$$M - Step : \hat{\mathbf{s}}^{[k]}[b] = \frac{\mathbf{A}^T \left(\sum_{l=1}^L \hat{\beta}_{l,\cdot}^{[k-1]} \Gamma_l \right) \underline{\mathbf{R}}[b]}{\left\| \sum_{l=1}^L \hat{\beta}_{l,\cdot}^{[k-1]} \Gamma_l \right\|^2}, \quad b = 1, 2, \dots, N_b$$

در شکل 3 کردار بلوکی الگوریتم SAGE نشان داده شده است. بعد از تعیین تخمین $\hat{\beta}_{l,\cdot}$ با الگوریتم SAGE، به کمک رابطه (27) تخمین ماتریس کانال

$$E - Step : Q_l(\mathbf{w}_l \mid \hat{\mathbf{w}}^{[k-1]}) = \quad (47)$$

$$- \sum_{b=1}^{N_b} \sum_{j=1}^{\gamma N_s P} \left(x_{l,j}[b] - \beta_{l,\cdot} \sum_{i=1}^{\gamma K} A_{j,i}(\Gamma_l) \hat{s}_i^{[k-1]}[b] \right)^2$$

به طوریکه $\underline{\mathbf{X}}_l[b]$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\underline{\mathbf{X}}_l[b] = \hat{\beta}_{l,\cdot}^{[k-1]} \mathbf{A}(\Gamma_l) \hat{\underline{\mathbf{s}}}^{[k-1]}[b] + \gamma_l \left[\underline{\mathbf{R}}[b] - \sum_{i=1}^L \hat{\beta}_{i,\cdot}^{[k-1]} \mathbf{A}(\Gamma_i) \hat{\underline{\mathbf{s}}}^{[k-1]}[b] \right] \quad (48)$$

هدف از گام بیشینه‌سازی یافتن پارامتر \mathbf{w}_l است به طوری که $Q_l(\mathbf{w}_l \mid \hat{\mathbf{w}}^{[k-1]})$ به ازای آن بیشینه شود. بدین منظور برای به دست آوردن \mathbf{w}_l از بخش سمت راست رابطه (47) نسبت به \mathbf{w}_l مشتق گرفته و با صفر قرار دادن آن، معادله حاصل را حل می‌کنیم تا مقدار پارامترها به صورت زیر به دست آید:

$$(49)$$

$$M - Step :$$

$$\hat{\beta}_{l,\cdot}^k = \frac{\sum_{b=1}^{N_b} \sum_{j=1}^{\gamma N_s P} \left(x_{l,j}[b] \sum_{i=1}^{\gamma K} A_{j,i}(\Gamma_l) \hat{s}_i^{[k-1]}[b] \right)}{\sum_{b=1}^{N_b} \sum_{j=1}^{\gamma N_s P} \left(\sum_{i=1}^{\gamma K} A_{j,i}(\Gamma_l) \hat{s}_i^{[k-1]}[b] \right)^2}, \quad l = 1, 2, \dots, L$$

5-2-5- تعیین E-Step و M-Step برای سمبل‌های داده $\{\underline{\mathbf{s}}[b]\}_{b=1}^{N_b}$

همان‌طور که پیشتر گفته شد، سیگنال دریافتی حاوی اطلاعات کاملی برای تخمین سمبل‌ها است. با توجه به رابطه (39) لگاریتم تابع شباهت سیگنال دریافتی پس از حذف مقادیر ثابت به صورت زیر است:

جدول زیر تعداد عملیات ریاضی مورد نیاز را به ازای $(L+1)$ تکرار L تکرار برای محاسبه β_{l_i} ها و یک تکرار برای محاسبه سمبلها) نشان می‌دهد. در این جدول از آن عملیات ریاضی که شامل تعداد بلوک فضا - زمان (N_b) نیستند - به علت کم بودن حجم عملیات - صرف نظر شده است.

جدول ۲ تعداد عملیات مورد نیاز در هر تکرار کامل

تعداد عملیات	
$2N_bPN_r(\gamma K(L+1) + L)$	ضرب
$2N_bPN_r(\gamma K(L+1) + L) - 2N_bK(L+1)$	جمع

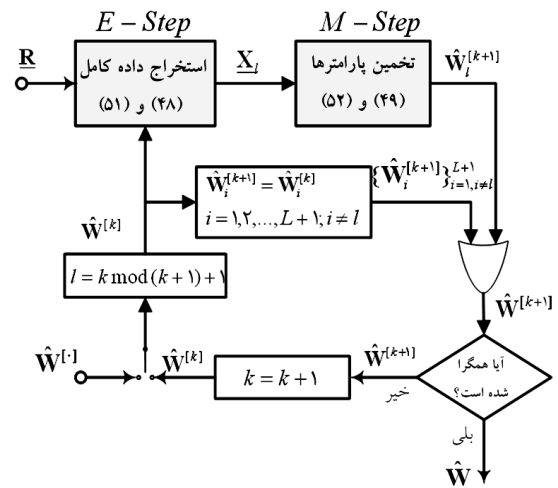
۶- تجزیه و تحلیل نتایج شبیه‌سازی

۶-۱- نتایج شبیه‌سازی الگوریتم پیشنهادی برای تشخیص تعداد آنتن

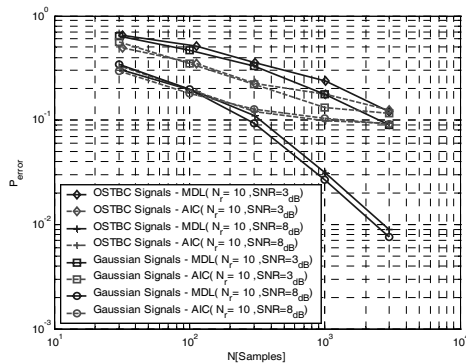
همان‌طور که در بخش ۳ توضیح داده شد، در این مقاله پیشنهاد می‌شود که برای تشخیص تعداد آنتن فرستنده در سیستم MIMO با کد فضا - زمان بلوکی متعامد از روشهای MDL و AIC- که در اصل برای سیگنال‌های گوسی طراحی شده‌اند- استفاده شود. در این بخش کارایی روش تشخیص تعداد آنتن فرستنده با استفاده از روشهای مذکور بررسی می‌شود.

شکل ۴ احتمال خطای تشخیص تعداد آنتن فرستنده در سیستم MIMO با کد بلوکی متعامد را بر حسب سیگنال به نویز به ازای مقادیر مختلف تعداد نمونه‌های سیگنال دریافتی N نشان می‌دهد. در این شبیه‌سازی‌ها در هر تکرار تعداد آنتن‌های فرستنده به‌طور تصادفی از [۲ تا ۸] و نوع مدولاسیون نیز به‌طور تصادفی یکی از

حاصل می‌شود. در روشهای تکراری در هر تکرار بخشی از پارامتر به گونه‌ای محاسبه می‌شود که مقدار تابع شباهت به ازای آن کاهش نیابد، به بیان دیگر در هر تکرار، پارامتر تخمین زده شده باعث افزایش مقدار تابع شباهت می‌شود تا جایی که به بیشینه محلی برسد. در این نقطه تابع نمی‌تواند افزایش یابد اما کاهش هم نخواهد یافت. در این روشها برای رسیدن به بیشینه سراسری تضمینی وجود ندارد. در توابعی که چندین بیشینه دارند، الگوریتم SAGE وابسته به مقدار اولیه است. راه حل اول برای این مشکل آن است که الگوریتم را با مقادیر اولیه مختلفی اجرا کرده و در میان پاسخها بزرگترین را انتخاب کنیم. راه حل دیگر آن است که به‌گونه‌ای ناحیه‌ای را که بیشینه سراسری در آن قرار دارد بیابیم و از مقدار اولیه‌ای در این ناحیه برای نقطه شروع استفاده کنیم. در این مقاله کل فضای پارامترها به چند بخش محدود تقسیم و در هر بخش یک نمونه انتخاب شده و در میان نمونه‌ها، آنکه به ازای آن مقدار تابع شباهت بیشتری دارد به‌عنوان مقدار اولیه $(\hat{W}^{[1]})$ استفاده شده است.



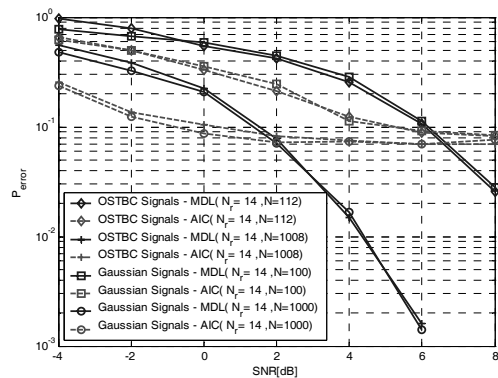
شکل ۳ ساختار بلوکی الگوریتم SAGE به‌کار رفته در تخمین ماتریس کانال



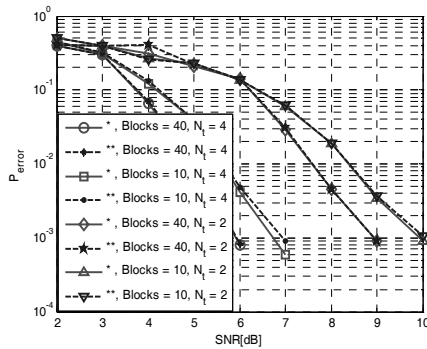
شکل ۵ احتمال خطای تشخیص تعداد آنتن فرستنده بر حسب تعداد نمونه‌ها

شکل ۶ احتمال خطا بر حسب تعداد آنتن گیرنده نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود افزایش تعداد آنتن‌های گیرنده موجب بهبود تشخیص تعداد آنتن فرستنده می‌شود. از آنجا که در معیارهای مورد استفاده در روشهای MDL و AIC، بخش تابع شباهت برابر است با لگاریتم نسبت میانگین هندسی به میانگین حسابی تعداد معینی از کوچکترین مقادیر ویژه ماتریس کواریانس سیگنال، لذا هرچه تعداد آنتن‌های گیرنده افزایش یابد، به علت افزایش تعداد عناصر شرکت کننده در محاسبه این میانگین‌ها (میانگین هندسی و میانگین حسابی)، تخمین این میانگین‌ها دقیقتر بوده و موجب افزایش کارایی می‌شود. بر اساس نتایج شبیه‌سازی، افزایش تعداد آنتن گیرنده در روش MDL در سیگنال به نویز بالا، بیشتر از سیگنال به نویز پایین موجب بهبود کارایی شده و در روش AIC به ازای سیگنال به نویز پایین، موجب بهبود کارایی شده است. نتایج نشان می‌دهد که عواملی که باعث کاهش کارایی روش AIC در سیگنال به نویز بالا و کاهش کارایی روش MDL در سیگنال به نویز پایین می‌شود، بیشتر از عامل تعداد آنتن گیرنده بر کارایی تأثیرگذار بوده و در این شرایط، افزایش تعداد آنتن تأثیر چندانی بر بهبود کارایی ندارد.

مدولاسیون‌های M-QAM ($M = 4, 16, 32, 64$) انتخاب شده است. در این شکل احتمال خطای تشخیص تعداد آنتن فرستنده برای سیگنال‌های گوسی نیز نشان داده شده است تا معیاری باشد برای ارزیابی تشخیص تعداد آنتن برای سیگنال‌های دیجیتال. در این شکل و سایر شکل‌های این زیر بخش، منحنی‌های OSTBC Signals بیانگر نتایج مربوط به سیگنال‌های MIMO با کدهای فضا-زمان متعامد بوده و منحنی‌های Gaussian Signals نمایشگر نتایج مربوط به سیگنال‌های گوسی است. همان‌طور که مشاهده می‌شود انحراف سیگنال از گوسی بودن تأثیر بسیار ناچیزی بر تشخیص تعداد آنتن فرستنده دارد. از آنجا که در سیستم MIMO با کد بلوکی، تعداد نمونه‌های دریافتی باید مضربی از طول بلوک کد (P) باشد؛ در شبیه‌سازی با توجه به کد مورد استفاده در این مقاله، تعداد نمونه‌ها مضربی از ۱۶ انتخاب شده است. شکل ۵ احتمال خطای تشخیص تعداد آنتن فرستنده را بر حسب تعداد نمونه‌ها برای مقادیر مختلف سیگنال به نویز نشان می‌دهد. دیده می‌شود که با افزایش تعداد نمونه‌ها، احتمال خطای تشخیص تعداد آنتن کاهش می‌یابد.



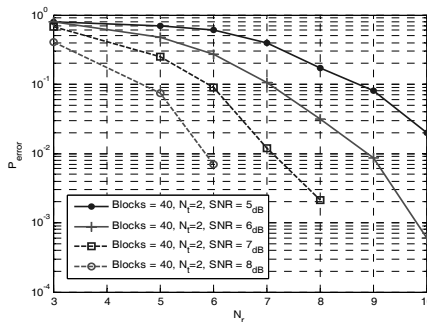
شکل ۶ احتمال خطای تشخیص تعداد آنتن فرستنده بر حسب SNR



شکل ۷ احتمال خطای تشخیص نوع مدولاسیون برحسب سیگنال به نویز (* نتایج معادله (۱۶)، ** نتایج معادله (۱۷))

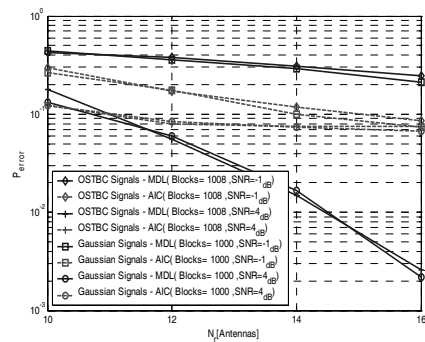
همان طور که مشاهده می شود افزایش تعداد بلوک داده و افزایش تعداد آنتن فرستنده موجب کاهش احتمال خطا می شود. این شبیه سازی همچنین نشان می دهد که ساده سازی رابطه (۱۶) و استفاده از رابطه (۱۷)، به مقدار ناچیزی بر کارایی سیستم اثر می گذارد.

شکل ۸ احتمال خطای تشخیص مدولاسیون را بر حسب تعداد آنتن گیرنده به ازای مقادیر مختلف سیگنال به نویز نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود افزایش تعداد آنتن گیرنده موجب بهبود کارایی می شود.



شکل ۸ احتمال خطای تشخیص نوع مدولاسیون برحسب تعداد آنتن گیرنده

به منظور ارزیابی تشخیص مدولاسیون در حالتی که تخمین ماتریس کانال دارای خطا باشد شبیه سازی دیگری



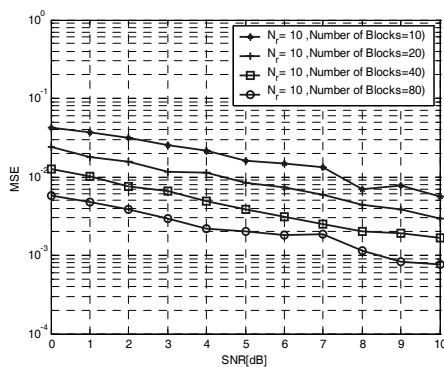
شکل ۶ احتمال خطای تشخیص تعداد آنتن فرستنده بر حسب تعداد آنتن گیرنده

۶-۲- نتایج شبیه سازی روش پیشنهادی در تشخیص نوع مدولاسیون

همان طور که در بخش ۴ به طور مفصل بحث شد، در این مقاله پیشنهاد می شود که برای تعیین نوع مدولاسیون در سیستم MIMO با کد فضا- زمان بلوکی متعامد از روش مبتنی بر آزمون فرضیه استفاده شود و برای حل مشکل پیچیدگی تعیین توأم پارامترهای نامعین - که ناشی از ارسال سیگنال به صورت بلوکی است - پیشنهاد می شود از روابط [۱۶ و ۱۷] به عنوان تابع شباهت در تعیین فرضیه مناسب استفاده شود. در این بخش نتایج حاصل از شبیه سازی روش تشخیص مدولاسیون پیشنهادی تشریح شده است. در این شبیه سازی ماتریس کانال و واریانس نویز معلوم فرض شده و تأثیر مقدار سیگنال به نویز، تعداد آنتن گیرنده و خطای تخمین ماتریس کانال در کارایی سیستم تشخیص مدولاسیون بررسی شده است. مطابق فرض مسئله مدولاسیون سیگنال ارسالی یکی از مدولاسیون های QAM-۴، QAM-۱۶، QAM-۳۲ و QAM-۶۴ است.

شکل ۷ احتمال خطای تشخیص مدولاسیون را بر حسب سیگنال به نویز به ازای مقادیر مختلف تعداد بلوک و تعداد آنتن فرستنده نشان می دهد.

تخمین ماتریس کانال، روش تکراری جدیدی مبتنی بر روش SAGE پیشنهاد شده است. در این بخش به منظور ارزیابی کارایی روش پیشنهادی برای تخمین کانال، نتایج شبیه‌سازی برای دو حالت $L=1$ و $L \neq 1$ تشریح شده است. در این شبیه‌سازی عناصر ماتریس کانال، متغیرهای تصادفی مختلطی با توزیع گوسی و واریانس ۱ هستند. شکل ۱۰ میانگین مربع خطای تخمین مؤلفه‌های ماتریس کانال را در حالت ۳ آنتن فرستنده ($L=1$) بر حسب سیگنال به نویز، به ازای تعداد مختلف بلوک‌های داده نشان می‌دهد. برای هر نقطه از این کردار ۱۰۰ تکرار انجام شده و میانگین آنها در شکل ترسیم شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود افزایش سیگنال به نویز و افزایش تعداد بلوک داده موجب بهبود تخمین می‌شود.

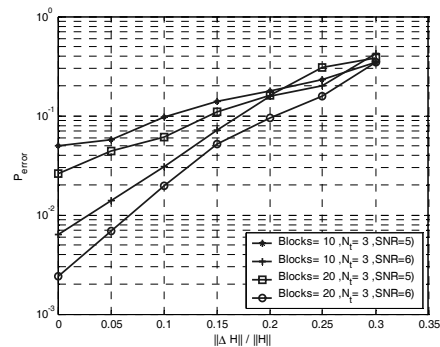


شکل ۱۰ میانگین مربع خطای تخمین کانال بر حسب سیگنال به نویز در حالت $L=1$

شکل ۱۱ کارایی تخمین کانال را در حالت ۲ آنتن فرستنده ($L \neq 1$) نشان می‌دهد. در این حالت ماتریس کانال به روش SAGE به دست آمده است. این شکل میانگین مربع خطای تخمین مؤلفه‌های کانال را بر حسب سیگنال به نویز در تکرارهای مختلف نشان می‌دهد.

شکل ۱۲ نحوه همگرایی الگوریتم SAGE را نشان

انجام شده که نتیجه آن در شکل ۹ نشان داده شده است.



شکل ۹ احتمال خطای تشخیص نوع مدولاسیون بر حسب خطای نرمال شده ماتریس کانال

در این شکل احتمال خطا بر حسب خطای نرمال شده ماتریس کانال ترسیم شده و خطای نرمال شده ماتریس کانال - که بیانگر خطای نسبی تخمین ماتریس کانال است - عبارت است از:

$$\frac{\|\Delta \hat{H}\|}{\|\hat{H}\|} = \frac{\|\hat{H} - H\|}{\|H\|} \quad (53)$$

که در آن $\|\cdot\|$ مجذور مجموع مربعات مؤلفه‌های ماتریس است. برای شبیه‌سازی فوق، ماتریس کانال با ماتریسی با ابعاد مشابه (ماتریس خطا) جمع شده که نتیجه این جمع در رابطه بالا با \hat{H} نشان داده شده است. مؤلفه‌های این ماتریس متغیرهای تصادفی مختلط با توزیع گوسی بوده و واریانس این مؤلفه‌ها با توجه به میانگین خطای نرمال شده، محاسبه شده است. همان‌طور که در شکل مشاهده می‌شود با افزایش خطای تخمین ماتریس کانال، کارایی روش تشخیص نوع مدولاسیون کاهش می‌یابد.

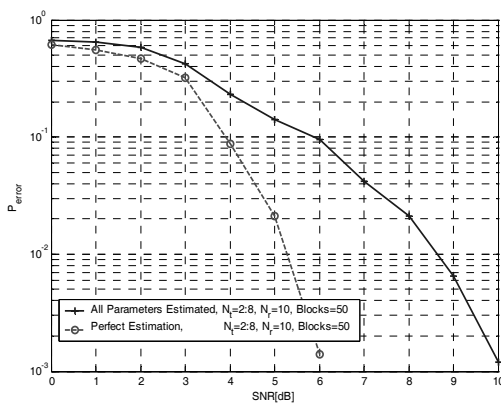
۶-۳- نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی برای تخمین کانال

همان‌طور که در بخش ۵ ملاحظه شد، در این مقاله برای

تخمین ماتریس کانال تقریباً به مقدار نهایی خود می‌رسد.

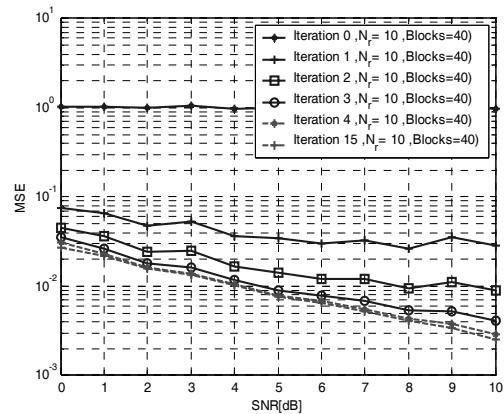
۶-۴- نتایج شبیه‌سازی ترکیب همه سیستم‌های پیشنهادی در این مقاله

در بخش‌های قبل نتایج شبیه‌سازی تشخیص نوع مدولاسیون مستقل از تخمین تعداد آنتن، ماتریس کانال و واریانس نویز بوده است. در شکل ۱۳ احتمال خطای سیستم در تشخیص تعداد آنتن و نوع مدولاسیون به ازای مقادیر مختلف سیگنال به نویز نشان داده شده است. در هر تکرار از شبیه‌سازی تعداد آنتن فرستنده به صورت تصادفی از ۲ تا ۸ انتخاب شده و همچنین نوع مدولاسیون در هر تکرار به صورت تصادفی یکی از مدولاسیون‌های ۴-QAM، ۱۶-QAM، ۳۲-QAM و ۶۴-QAM انتخاب شده است. در شکل ۱۳ منحنی احتمال خطای تشخیص نوع مدولاسیون در حالتی که تعداد آنتن فرستنده، ماتریس کانال و واریانس نویز معلوم نیست، با زمان معلوم بودن پارامترها مقایسه شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، سیستم‌های پیشنهادی در کنار یکدیگر به خوبی عمل کرده و رفتار مناسبی را نشان می‌دهند.

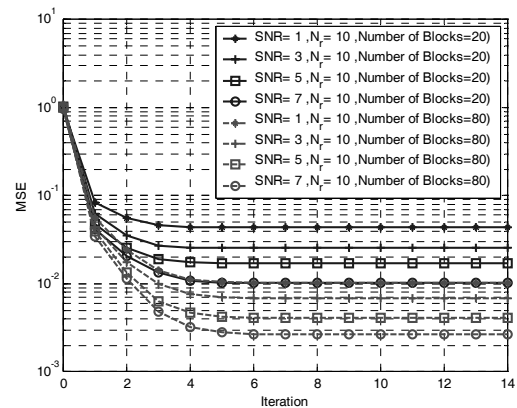


شکل ۱۳ احتمال خطای سیستم در تشخیص نوع مدولاسیون

می‌دهد. در این شکل مربع خطای تخمین مؤلفه‌های ماتریس کانال در تکرارهای مختلف، به ازای مقادیر مختلف سیگنال به نویز و تعداد بلوک داده ترسیم شده است.



شکل ۱۱ میانگین مربع خطای تخمین کانال بر حسب سیگنال به نویز در حالت $L \neq 1$



شکل ۱۲ همگرایی روش SAGE پیشنهادی (مقدار میانگین مربع خطای تخمین کانال بر حسب تعداد تکرار)

همان‌طور که مشاهده می‌شود، سیگنال به نویز و تعداد بلوک داده حد پایین خطا را تعیین می‌کند و افزایش تکرارها موجب کمتر شدن خطا از این حد نمی‌شود. مطابق شکل همگرایی بسیار سریع بوده و در تکرار چهارم

۷- نتیجه گیری

در این مقاله در مرحله اول پیشنهاد شد که برای تعیین تعداد آنتن فرستنده در سیستم MIMO با کد فضا - زمان بلوکی متعامد از روشهای شناخته شده MDL و AIC- که در اصل برای سیگنال‌های گوسی طراحی شده‌اند- استفاده شود. در ادامه به دلیل پیچیدگی محاسباتی بسیار بالای روشهای متداول تشخیص مدولاسیون و غیر عملی بودن آنها، روشی برای تشخیص مدولاسیون در این سیستم‌ها پیشنهاد شد که پیچیدگی محاسباتی بسیار کمتری داشته و تشخیص مدولاسیون در این سیستم‌ها را امکان‌پذیر می‌سازد. روش پیشنهادی مبتنی بر آزمون فرضیه بوده و در آن برای حل مشکل پیچیدگی تعیین توأم پارامترهای نامعین - که ناشی از ارسال سیگنال به صورت بلوکی است - تابع شباهت مورد استفاده در تعیین فرضیه مناسب ساده‌سازی شده است. از آنجا که در همه روشهای تعیین نوع مدولاسیون، تخمینی از بهره کانال (در سیستم MIMO ماتریس کانال) مورد نیاز است، در این مقاله روشی جدید بر پایه الگوریتم تکراری SAGE برای تخمین ماتریس کانال پیشنهاد شد. در مجموع کارایی هر یک از بخش‌های پیشنهادی در این مقاله به‌طور جداگانه با شبیه‌سازی مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفت و کارایی سیستم حاصل از ترکیب روشهای پیشنهادی مطالعه شد. به‌عنوان نکته پایانی یادآوری می‌شود که در این مقاله کانال مخابراتی به صورت فیدینگ تخت نامتغیر با زمان و نویز دریافتی آنتن‌ها به صورت ناهمبسته فرض شده است. تعمیم نتایج این مقاله برای کانال‌های فرکانس‌گزین^۱ و در حضور نویز همبسته می‌تواند یکی از موضوعات تحقیقات آتی باشد.

1. Frequency Selective

۸- منابع

- [1] O. A. Dobre, A. Abdi, Y. Barness, and W. Su, "Blind Modulation Classification: A Concept Whose Time Has Come," in *Proc. IEEE Sarnoff Symp.*, pp. 223-228, 2005.
- [2] O. A. Dobre, J. Zarzoso, Y. Bar-Ness, and W. Su, "On the classification of linearly modulated signals in fading channel," in *Proc. CISS*, 2004.
- [3] A. Swami and B. M. Sadler, "Hierarchical digital modulation classification using cumulants," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pp. 416-429, 2000.
- [4] K. C. Ho, W. Prokopiw, and Y. T. Chan, "Modulation identification of digital signals by the wavelet transform," *IEE Proc. Radar, Sonar and Navig.*, vol. 47, pp. 169-176, 2000.
- [5] A. Abdi, O. A. Dobre, R. Chauchy, Y. Bar-Ness, and W. Su, "Modulation classification in fading channels using antenna arrays," in *Proc. MILCOM*, pp. 211-217, 2004.
- [6] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, pp. 1456-1467, May 1999.
- [7] R. Knosche, E. M. Berends, H. R. A. Jagers and M. J. Peters, "Determining the

- [13] P. Panagiotou, A. Anastasopoulos, A. Polydoros, "Likelihood ratio tests for modulation classification," in *Proc. IEEE MILCOM*, pp.670- 674, 2000.
- [14] M. K. Simon, M. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis*, John Wiley, 2000.
- [15] C. R. Murthy, A.K. Jagannatham and B.D. Rao, "Training-based and semi blind channel estimation for MIMO systems with maximum ratio transmission," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, No. 7, pp. 2546 – 2558, Jul'2006.
- [16] S. Shahbazpanahi, A. B. Gershman, and J. H. Manton, "Closed-form blind MIMO channel estimation for orthogonal space-time block codes," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 12, pp. 4506–4517, 2005.
- [17] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 5, no. 8, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [18] M. Gharavi-Alkhansari, A. B. Gershman, "Constellation space invariance of orthogonal space–time block codes," *Number Of Independent Sources of the EEG: Asimulation Study on Information Criteria*," *Brain Topography*, vol. 11, no 2, pp. 111-124, 1998.
- [8] E. Fishler, M. Grossmann, and H. Messer, "Detection of signals by information theoretic criteria: General asymptotic performance analysis," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 50, pp. 1027-1036, May 2002.
- [9] H. Akaike, "A new look at the statistical model identification," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-19, pp. 716-723, 1974.
- [10] M. Wax, T. Kailath, "Detection of Signals by Information Theoretic Criteria," *IEEE Trans. On Acoustics. Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-33, no 2, April 1985.
- [11] E. Fishler, M. Grosman, H. Messer, "Determining the Number of Discrete Alphabet Sources from Sensor Data," *EURASIP J. Appl. Signal Process.* , No.1, pp. 4-12, 2005.
- [12] W. Wei, J. M. Mendel, "Maximum-likelihood classification for digital amplitude-phase modulations," *IEEE Trans. Communications*, vol. 48, pp. 189-193, 2000.

- [20] A. Kocian and B. H. Fleury, "EM-based joint data detection and channel estimation of DS-CDMA signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1709-1720, October, 2003.
- [19] Zhuo Lu, Jiandong Li, Linjing Zhao, Jiyong Pang: "Iterative Parameter Estimation in MIMO Flat-fading Channels with Frequency Offsets". *IEEE AINA (2)*, pp. 802-805, 2006.
- IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 1, pp. 331-334, Jan. 2005.